

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
Image Problems Mailbox.**

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

DOCKET NO.: 208944US2PCT

**IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE**

IN RE APPLICATION OF: BOULANGER Christophe et al.

SERIAL NO.: NEW U.S. PCT APPLICATION

FILED: HEREWITH

INTERNATIONAL APPLICATION NO.: PCT/FR99/03220

INTERNATIONAL FILING DATE: December 21, 1999

FOR: METHOD FOR RECEIVING SPECTRUM SPREADING SIGNALS WITH FREQUENCY SHIFT CORRECTION

**REQUEST FOR PRIORITY UNDER 35 U.S.C. 119  
AND THE INTERNATIONAL CONVENTION**

Assistant Commissioner for Patents

Washington, D.C. 20231

Sir:

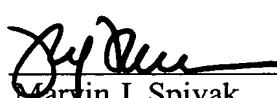
In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that the applicant claims as priority:

<u>COUNTRY</u>	<u>APPLICATION NO</u>	<u>DAY/MONTH/YEAR</u>
France	98 16316	23 December 1998

Certified copies of the corresponding Convention application(s) were submitted to the International Bureau in PCT Application No. PCT/FR99/03220. Receipt of the certified copy(s) by the International Bureau in a timely manner under PCT Rule 17.1(a) has been acknowledged as evidenced by the attached PCT/IB/304.

Respectfully submitted,  
OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,  
MAIER & NEUSTADT, P.C.

WILLIAM E. BLAUMONT  
REGISTRATION NUMBER 30,996

  
\_\_\_\_\_  
Marvin J. Spivak

Attorney of Record  
Registration No. 24,913  
Surinder Sachar  
Registration No. 34,423



22850

(703) 413-3000  
Fax No. (703) 413-2220  
(OSMMN 1/97)

THIS PAGE BLANK (USPTO)

DOCKET NO.: 208944US2PCT

**IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE**

IN RE APPLICATION OF: BOULANGER Christophe et al.

SERIAL NO.: NEW U.S. PCT APPLICATION

FILED: HEREWITH

INTERNATIONAL APPLICATION NO.: PCT/FR99/03220

INTERNATIONAL FILING DATE: December 21, 1999

FOR: METHOD FOR RECEIVING SPECTRUM SPREADING SIGNALS WITH FREQUENCY SHIFT CORRECTION

**REQUEST FOR CONSIDERATION OF DOCUMENTS  
CITED IN INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

Assistant Commissioner for Patents

Washington, D.C. 20231

Sir:

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that applicant(s) request that the Examiner consider the documents cited in the International Search Report according to MPEP §609 and so indicate by a statement in the first Office Action that the information has been considered. When the Form PCT/DO/EO/903 indicates both the search report and copies of the documents are present in the national stage file, there is no requirement for the applicant(s) to submit them (1156 O.G. 91 November 23, 1993).

Respectfully submitted,

OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,  
MAIER & NEUSTADT, P.C.

WILLIAM E. BLACKMON  
REGISTRATION NUMBER 30,996



Marvin J. Spivak  
Attorney of Record  
Registration No. 24,913  
Surinder Sachar  
Registration No. 34,423



22850

(703) 413-3000  
Fax No. (703) 413-2220  
(OSMMN 1/97)

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



REC'D	07 JAN 2000
WIPO	PCT

09/856508

# BREVET D'INVENTION

EU

## CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

### DOCUMENT DE PRIORITÉ

PRÉSENTÉ OU TRANSMIS  
CONFORMÉMENT À LA RÈGLE  
17.1.a) OU b)

### COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le 26 NOV. 1999

Pour le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle  
Le Chef du Département des brevets

Martine PLANCHE

INSTITUT  
NATIONAL DE  
LA PROPRIÉTÉ  
INDUSTRIELLE

SIEGE  
26 bis, rue de Saint Petersbourg  
75800 PARIS Cedex 08  
Téléphone : 01 53 04 53 04  
Télécopie : 01 42 93 59 30

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



26 bis, rue de Saint Pétersbourg  
75800 Paris Cedex 08  
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 93 59 30

# BREVET D'INVENTION, CERTIFICAT D'UTILITÉ

Code de la propriété intellectuelle-Livre VI

cerfa  
N° 55-1328

## REQUÊTE EN DÉLIVRANCE

Confirmation d'un dépôt par télécopie

Cet imprimé est à remplir à l'encre noire en lettres capitales

Réserve à l'INPI

DATE DE REMISE DES PIÈCES

23 DEC 1998

N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL

98 16316

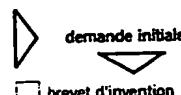
DÉPARTEMENT DE DÉPÔT

23/12/98

DATE DE DÉPÔT

### 2 DEMANDE Nature du titre de propriété industrielle

brevet d'invention  demande divisionnaire  
 certificat d'utilité  transformation d'une demande de brevet européen



Établissement du rapport de recherche

différé  immédiat

Le demandeur, personne physique, requiert le paiement échelonné de la redevance

n° du pouvoir permanent références du correspondant  
07068 du B 13159-3/RS 01 53 83 94 00  
12-06-98 DD 1839

date

Titre de l'invention (200 caractères maximum)

PROCEDE DE RECEPTION DE SIGNAUX A ETALEMENT DE SPECTRE AVEC CORRECTION DE DECALAGE EN FREQUENCE, ET RECEPTEUR CORRESPONDANT.

### 3 DEMANDEUR (S) n° SIREN

code APE-NAF

Nom et prénoms (souligner le nom patronymique) ou dénomination

Forme juridique

COMMISSARIAT À L'ENERGIE ATOMIQUE  
Etablissement de Caractère Scientifique,  
Technique et Industriel

Nationalité (s) Française

Pays

Adresse (s) complète (s)

31, 33 rue de la Fédération 75015 PARIS

France

En cas d'insuffisance de place, poursuivre sur papier libre

### 4 INVENTEUR (S) Les Inventeurs sont les demandeurs

oui

non

Si la réponse est non, fournir une désignation séparée

### 5 RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES

requise pour la 1ère fois

requise antérieurement au dépôt ; joindre copie de la décision d'admission

### 6 DÉCLARATION DE PRIORITÉ OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE LA DATE DE DÉPÔT D'UNE DEMANDE ANTIÉRIEURE

pays d'origine

numéro

date de dépôt

nature de la demande

### 7 DIVISIONS antérieures à la présente demande n°

date

n°

date

### 8 SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE (nom et qualité du signataire)

SIGNATURE DU PRÉPOSÉ À LA RÉCEPTION

SIGNATURE APRÈS ENREGISTREMENT DE LA DEMANDE À L'INPI

R. SIGNORE  
422-5/S002

DÉSIGNATION DE L'INVENTEUR  
(si le demandeur n'est pas l'inventeur ou l'unique inventeur)

## DEPARTEMENT DES BREVETS

26bis, rue de Saint-Pétersbourg B 13159.3/RS  
75800 Paris Cédex 08  
Tél. : 01 53 04 53 04 - Télécopie : 01 42 93 59 30

N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL

9816316

## TITRE DE L'INVENTION:

PROCEDE DE RECEPTION DE SIGNAUX A ETALONNEMENT DE SPECTRE AVEC  
CORRECTION DE DECALAGE EN FREQUENCE, ET RECEPTEUR CORRESPONDANT.

## LE(S) SOUSSIGNÉ(S)

R. SIGNURE  
c/o BREVATOME  
25 rue de Ponthieu  
75008 PARIS

DÉSIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) (indiquer nom, prénoms, adresse et souligner le nom patronymique):

BOULANGER Christophe

2, impasse Tellier  
94200 IVRY-SUR-SEINE

OUVRY Laurent

3, rue Lachmann  
38000 GRENOBLE

PIAGET Bernard

La Faurie  
38610 VENON

LATTARD Didier

Les Rithons  
38680 RENCUREL

FRANCE

NOTA : A titre exceptionnel, le nom de l'inventeur peut être suivi de celui de la société à laquelle il appartient (société d'appartenance) lorsque celle-ci est différente de la société déposante ou titulaire.

Date et signature (s) du (des) demandeur (s) ou du mandataire

PARIS LE 23 DECEMBRE 1998

R. SIGNURE  
422-5/5002

PROCEDE DE RECEPTION DE SIGNAUX  
A ETALEMENT DE SPECTRE AVEC CORRECTION DE DECALAGE EN  
FREQUENCE, ET RECEPTEUR CORRESPONDANT

5

DESCRIPTION

**Domaine technique**

La présente invention a pour objet un procédé de réception de signaux à étalement de spectre avec 10 correction de décalage en fréquence, et un récepteur correspondant. Elle trouve une application dans les transmissions numériques.

L'invention permet de corriger les effets dus à des décalages intempestifs en fréquence, quelle que 15 soit l'origine de ces décalages. Le plus souvent, il s'agira d'un effet Doppler lié à la vitesse de déplacement du récepteur. Mais il pourrait s'agir aussi d'effets dus à un décalage en fréquence des oscillateurs locaux. Dans la description qui suit, on 20 supposera que l'effet à corriger est un effet Doppler, sans que la portée de l'invention en soit réduite pour autant à ce cas.

**Etat de la technique antérieure**

25 De nombreuses publications ont été faites sur la correction d'effet Doppler. On peut citer, par exemple, le brevet US-A-5 007 068 ainsi que l'article correspondant de M. K. SIMON et D. DIVSALAR intitulé « Doppler-Corrected Differential Detection of MPSK », 30 publié dans la revue « IEEE Transactions on Communications », vol. 37, n° 2, Février 1989, pages 99 - 109. Ces documents décrivent une technique dans laquelle le décalage Doppler est déterminé sur une

moitié de la période symbole. Le récepteur utilise pour cela deux circuits à retard d'une demi-période chacun, et un circuit d'estimation de l'effet Doppler connecté entre les deux circuits à retard. La correction 5 s'effectue ensuite sur le signal démodulé habituel.

Cette technique est utilisable pour des modulations du type modulation de phase différentielle multiple (en abrégé MDPSK pour « M-ary Differential Phase Shift Keing »), mais n'est pas applicable aux 10 transmissions à étalement de spectre où chaque symbole est multiplié par une séquence pseudo-aléatoire.

L'article de F. D. NATALI, intitulé « AFC Tracking Algorithms », publié dans la revue « IEEE Transactions on Communications, vol. COM-32, n° 8, Août 1984, pages 15 935 -947, décrit une technique dans laquelle on forme des préambules constitués de symboles connus, avant la transmission de l'information utile. On contrôle automatiquement la fréquence de travail (« Automatic Frequency Control » ou AFC) par une structure en 20 boucle.

Cette technique n'est pas adaptée au cas où l'on transmet des blocs d'informations séparés par des blancs.

On peut citer encore, comme techniques de 25 correction :

- l'utilisation de la double détection, qui s'affranchit de l'effet Doppler par un codage approprié (US-A-4 481 640) ;

- l'utilisation du principe du mélange de 30 fréquence dans la partie radio des récepteurs (US-A-4 706 286) ;

- l'utilisation d'une boucle à verrouillage de phase (PLL) dans la partie radio (US-A-4 841 544) ;

- l'utilisation d'un mode dual avec débit accru (US-A-5 623 485).

Ces techniques sont en général onéreuses et complexes et ne tirent pas le meilleur parti des 5 avantages de l'étalement de spectre, ni du traitement numérique des signaux. Le but de la présente invention est justement de remédier à ces inconvénients en proposant un procédé qui traite les signaux en bande de base (et non les signaux dans la partie radio) et qui 10 est bien adapté au traitement numérique.

#### Exposé de l'invention

De façon précise, l'invention a pour objet un procédé de réception de signaux à étalement de spectre 15 avec correction de décalage en fréquence, dans lequel :

- on reçoit un signal comprenant un préambule formé d'une suite de symboles connus étalés en fréquence par une séquence pseudo-aléatoire, puis une suite de symboles d'information étalés 20 en fréquence par ladite séquence pseudo-aléatoire,
- on forme un signal en bande de base à partir du signal reçu,
- on effectue une corrélation entre le signal en bande de base et la séquence pseudo-aléatoire au moins dans la partie du signal correspondant 25 aux symboles d'information pour obtenir un signal de corrélation,
- on effectue une démodulation du signal de corrélation pour obtenir un signal de 30 démodulation,
- on restitue les symboles d'information,

ce procédé étant caractérisé en ce que la correction de décalage en fréquence comprend les étapes suivantes :

5 a. dans une première étape, on traite le signal de corrélation ou le signal de démodulation, dans la partie correspondant au préambule, pour estimer la période de la modulation affectant ce signal en raison du décalage en fréquence et on élabore un signal correcteur ayant cette période estimée,

10 b. dans une seconde étape, on corrige le signal avant ou après corrélation dans la partie correspondant aux symboles d'information, à l'aide dudit signal correcteur.

15 La présente invention a également pour objet un récepteur qui comprend les moyens propres à mettre en œuvre ces opérations.

#### Brève description des dessins...

20 - la figure 1 rappelle la structure générale d'un récepteur de signaux à étalement de spectre ;

25 - la figure 2 montre un signal de corrélation correspondant à un signal non affecté par l'effet Doppler ;

30 - la figure 3 montre ce même signal affecté d'un léger effet Doppler ;

- la figure 4 montre ce même signal mais avec un fort effet Doppler ;

- la figure 5 illustre la modulation sinusoïdale affectant un signal de corrélation du fait de l'effet Doppler et montre la période T de cette modulation ;

- la figure 6 est un schéma synoptique d'une variante de l'invention où l'on estime la modulation Doppler à partir des signaux de corrélation ;
- 5 - la figure 7 est un schéma synoptique d'une autre variante de l'invention où l'on estime la modulation Doppler à partir des signaux de démodulation DOT et CROSS ;
- 10 - la figure 8 est un schéma synoptique d'une variante de l'invention où l'on effectue la correction de l'effet Doppler sur les signaux de corrélation ;
- 15 - la figure 9 est un schéma synoptique d'une autre variante où l'on effectue la correction de l'effet Doppler sur les signaux avant corrélation ;
- 20 - la figure 10 illustre un mode de réalisation d'un bloc d'estimation de la période de modulation et de formation du signal de correction de l'effet Doppler ;
- la figure 11 illustre un mode de réalisation d'un circuit de correction de l'effet Doppler ;
- 25 - les figures 12A et 12B montrent un signal de corrélation avant et après correction pour la voie I ;
- les figures 13A et 13B montrent un signal de corrélation avant et après correction pour la voie Q ;
- les figures 14A et 14B montrent un signal de corrélation avant et après correction sur la voie I, avec du bruit gaussien ;

- les figures 15A et 15B montrent un signal de corrélation avant et après correction sur la voie Q, avec du bruit gaussien ;
- 5 - la figure 16 illustre schématiquement la structure d'un récepteur à suppression parallèle d'interférences et à pondération, avec correction de l'effet Doppler selon l'invention ;
- 10 - la figure 17 montre les variations du taux d'erreur de bits en fonction du rapport signal sur bruit et permet de comparer les performances d'un récepteur selon l'invention avec d'autres récepteurs de types connus.

#### 15 Exposé de modes particuliers de réalisation

La figure 1 rappelle la structure générale d'un récepteur de signaux à étalement de spectre par séquence directe. A titre d'exemple, on suppose que la modulation effectuée à l'émission est une modulation différentielle de phase. Le récepteur comprend des moyens non représentés comme une antenne et des moyens pour passer en bande de base, c'est-à-dire pour multiplier le signal reçu par un signal ayant la fréquence de la porteuse. Le récepteur comporte de manière générale deux voies en parallèle, repérées par des indices I et Q, pour le traitement d'un signal en phase avec la porteuse et d'un signal en quadrature de phase avec celle-ci. Le récepteur représenté comprend ainsi deux entrées  $E(I)$ ,  $E(Q)$ , deux convertisseurs analogique-numérique  $CAN(I)$ ,  $CAN(Q)$ , deux circuits  $F(I)$ ,  $F(Q)$  délivrant deux signaux  $CORR(I)$  et  $CORR(Q)$ , un circuit DD de démodulation différentielle délivrant deux signaux traditionnellement notés « DOT » et

« CROSS » (qui sont des sommes ou des différences de produits d'échantillons en sortie de corrélation), un circuit Inf/H restituant un signal d'information  $S_{\text{inf}}$  et un signal d'horloge  $S_{\text{H}}$ , et enfin un circuit de décision  $D$  dont la sortie  $S$  restitue les données  $d$ .

Les circuits  $F(I)$ ,  $F(Q)$  réalisent une opération de corrélation entre le signal reçu et la séquence pseudo-aléatoire utilisée à l'émission. Cette opération consiste à mémoriser un certain nombre d'échantillons successifs et à effectuer une somme pondérée à l'aide de coefficients qui sont les coefficients de l'étalement de spectre à séquence directe. Ces coefficients sont égaux à +1 et à -1, selon le signe des chips formant la séquence pseudo-aléatoire.

Les convertisseurs analogique-numérique  $CAN(I)$  et  $CAN(Q)$  fonctionnent à la fréquence  $n_e F_c$  où  $F_c$  est la fréquence des chips ( $F_c = 1/T_c$ ), et  $n_e$  est le nombre d'échantillons pris dans une période chip ( $T_c$ ). Pour simplifier l'exposé, on supposera que l'on prend un échantillon par chip. Les signaux de corrélation  $CORR(I)$  et  $CORR(Q)$  contiennent un pic de corrélation par durée de symbole.

Quant aux signaux DOT et CROSS délivrés par le circuit de démodulation DD, on rappelle qu'il s'agit, pour le premier, de la somme  $I_k I_{k-1} + Q_k Q_{k-1}$  et pour le second, de la différence  $Q_k I_{k-1} - I_k Q_{k-1}$ , où  $I_k$  et  $Q_k$  désignent les échantillons de corrélation de rang  $k$  pour les voies  $I$  et  $Q$ , le rang correspondant à une période symbole.

La figure 2 montre la suite des pics de corrélation dans le cas idéal d'un préambule constitué de données binaires toutes égales à +1, la transmission n'étant pas affectée par un effet Doppler. La figure 2

concerne aussi bien la voie I que la voie Q. En abscisses, figure le temps compté en période chips. Les pics sont écartés les uns des autres de  $N$  chips. Dans le cas illustré,  $N = 31$ . Tous les pics sont de même 5 amplitude, dans ce cas idéal, non bruité.

La figure 3 illustre le même cas, mais avec un léger effet Doppler, tandis que la figure 4 illustre le cas d'un fort effet Doppler. Le décalage en fréquence dû à l'effet Doppler se traduit par un décalage de 10 phase du signal traité et par une modulation parasite du signal de corrélation.

La figure 5 reprend, de manière plus précise, cette question et montre la modulation liée à la perturbation, avec sa demi-période notée  $T$ , qui est la 15 durée (comptée en nombre de chips) séparant deux extrêmes successifs. La période totale de la modulation parasite est donc égale à  $2T$ . Le procédé de la présente invention permet de corriger cette modulation parasite. Selon l'invention, on procède en deux temps : tout 20 d'abord, on mesure la durée  $T$ , (ou son double  $2T$ ) ce qui permet d'élaborer un signal de correction ; ensuite, on corrige les signaux par ledit signal de correction.

Pour estimer la durée  $T$  (ou  $2T$ ), on peut soit 25 utiliser les signaux incidents I et Q, soit les signaux de corrélation. Pour effectuer la correction, on peut agir soit sur les signaux incidents, soit sur les signaux de corrélation. Il existe donc quatre variantes possibles qui sont illustrées sur les figures 6 à 9. 30 Sur ces figures, les notations sont légèrement modifiées par rapport à celles de la figure 1, en ce sens que les signaux avant traitement portent un indice « dop », pour signifier qu'ils sont affectés d'un effet

Doppler, les signaux après traitement étant débarrassés de cet indice.

La figure 6, tout d'abord, illustre la variante où l'estimation de l'effet Doppler est effectuée par un circuit  $EST_{dop}$  qui prend en compte les signaux de corrélation  $CORR_{dop}(I)$  et/ou  $CORR_{dop}(Q)$ . La correction s'effectue par un circuit de correction  $CC_{dop}$  agissant soit sur les signaux d'entrée  $I_{dop}$  et/ou  $Q_{dop}$ , soit sur les signaux de corrélation  $CORR_{dop}(I)$  et/ou  $CORR_{dop}(Q)$ .  
10 Ce circuit délivre des signaux corrigés de l'effet Doppler, soit  $I$  et  $Q$ , soit  $CORR(I)$  et  $CORR(Q)$ .

La figure 7 illustre la variante où le circuit d'estimation de l'effet Doppler  $EST_{dop}$  traite les signaux de démodulation  $DOT_{dop}(I)$  et/ou  $CROSS_{dop}(Q)$ . La correction s'effectue encore soit sur  $I_{dop}$  et/ou  $Q_{dop}$ , soit sur  $CORR_{dop}(I)$  et/ou  $CORR_{dop}(Q)$ .

La figure 8 illustre la variante où l'estimation de l'effet Doppler s'effectue sur les signaux de corrélation  $CORR_{dop}(I)$  et/ou  $CORR_{dop}(Q)$  et où la correction s'effectue sur les mêmes signaux de corrélation dans le circuit  $CC_{dop}$ . Pour cela, le récepteur comprend deux commutateurs  $SW(I)$  et  $SW(Q)$  qui dirigent les signaux de corrélation  $CORR_{dop}(I)$  et  $CORR_{dop}(Q)$ , d'abord vers le circuit d'estimation  $EST_{dop}$ ,  
25 puis vers le circuit de correction  $CC_{dop}$ . Le récepteur se complète naturellement par des moyens non représentés, à savoir un circuit de démodulation traitant les signaux de corrélation corrigés  $CORR(I)$  et  $CORR(Q)$ , un circuit Inf/H et un circuit de décision D,  
30 comme sur la figure 1.

Enfin, sur la figure 9, l'estimation se fait toujours sur les signaux de corrélation  $CORR_{dop}(I)$  et/ou  $CORR_{dop}(Q)$ , mais la correction s'effectue sur les

signaux  $I_{dop}$  et  $Q_{dop}$  avant filtrage adapté. Pour ce faire, le récepteur comprend deux commutateurs SW1, SW2, dirigeant ces signaux  $I_{dop}$  et  $Q_{dop}$  d'abord vers les filtres adaptés  $F(I)$  et  $F(Q)$ , puis vers le circuit de 5 correction  $CC_{dop}$ . Les signaux I et Q corrigés doivent ensuite faire l'objet d'un nouveau filtrage adapté pour obtenir les signaux de corrélation débarrassés de l'effet Doppler.

10 Pour déterminer la période  $T$  illustrée sur la figure 5 (ou  $2T$ ), on peut détecter le passage par un maximum de l'enveloppe des pics du signal. Dans le cas où l'on traite les signaux de corrélation, on repère deux maxima successifs de signes opposés. Dans le cas où l'on traite les signaux de démodulation, on repère 15 deux maxima de même signe. Si ces maxima sont distants de  $G$  pics, comme deux pics sont distants de  $N$  chips, la période sera égale à  $GN$ .

20 Ces méthodes d'estimation de période peuvent être, dans certains cas, assez imprécises, de sorte qu'on peut leur préférer des méthodes numériques plus précises, fondées sur les propriétés des signaux à traiter. On peut considérer, en effet, que les signaux de corrélation correspondant à un préambule sont formés des échantillons d'une cosinusoïde et d'une sinusoïde 25 de demi-période  $T$ , échantillonnées tous les  $kN$  chips (cf figure 5). On peut donc écrire :

$$\text{CORR}_{dop}(I_k) = P \cdot \cos(\pi kN/2T) \quad (1)$$

$$30 \quad \text{CORR}_{dop}(Q_k) = P \cdot \sin(\pi kN/2T) \quad (2)$$

où  $P$  est une amplitude.

Après démodulation différentielle, on obtient les signaux DOT et CROSS suivants :

$$\text{DOT}_{\text{dop}}(k) = \text{CORR}_{\text{dop}}(I_k) \cdot \text{CORR}_{\text{dop}}(I_{k-1}) + \text{CORR}_{\text{dop}}(Q_k) \cdot \text{CORR}_{\text{dop}}(Q_{k-1}) \quad (3)$$

5

$$\text{CROSS}_{\text{dop}}(k) = \text{CORR}_{\text{dop}}(Q_k) \cdot \text{CORR}_{\text{dop}}(I_{k-1}) - \text{CORR}_{\text{dop}}(I_k) \cdot \text{CORR}_{\text{dop}}(Q_{k-1}) \quad (4)$$

En remplaçant dans (3), (4) les quantités par leurs valeurs données par (1) et (2) et compte tenu des propriétés des fonctions trigonométriques, on trouve :

$$\text{DOT}_{\text{dop}}(k) = P^2 \cdot \cos(\pi N/2T) \quad (5)$$

15

On voit que les deux quantités  $\text{DOT}_{\text{dop}}$  et  $\text{CROSS}_{\text{dop}}$  sont indépendantes du rang  $k$  du symbole de préambule. En faisant le rapport de ces quantités, on forme la tangente de l'angle  $\pi N/2T$  d'où l'on peut extraire l'angle et la valeur de  $T$  :

$$\frac{\pi}{2T} = \frac{1}{N} \text{arctg} \left( \frac{\text{CROSS}_{\text{dop}}(k)}{\text{DOT}_{\text{dop}}(k)} \right) \quad (7)$$

où  $\text{arctg}(.)$  signifie « arc dont la tangente est égale à  $(.)$  (en notation anglo-saxonne :  $\tan^{-1}$ )

Le circuit d'estimation de l'effet Doppler  $\text{EST}_{\text{dop}}$  des figures 6 à 9 est donc simplement un circuit comprenant un diviseur des signaux  $A = \text{CROSS}_{\text{dop}}$  et  $B = \text{DOT}_{\text{dop}}$ , un circuit de calcul de  $\text{arctg} \left( \frac{A}{B} \right)$ , un inverseur et un moltiplicateur par  $N\pi$ . Connaissant  $T$

donc  $2T$ , il reste à engendrer un signal de correction dont une composante  $Cc$  est en cosinus et l'autre  $Cs$  en sinus :

$$5 \quad Cc = \cos(\pi x/2T) \quad (8)$$

$$Cs = \sin(\pi x/2T) \quad (9)$$

10 Un tel signal est engendré par un générateur à deux sorties en quadrature.

On peut modifier ce calcul en prenant une suite d'échantillons pondérés et calculer :

$$\frac{\pi}{2T} = \frac{1}{N} \operatorname{arctg} \left[ \frac{(1-\alpha) \sum_{k=0}^{\infty} \alpha^k \operatorname{CROSS}_{\text{dop}}(k)}{(1-\alpha) \sum_{k=0}^{\infty} \alpha^k \operatorname{DOT}_{\text{dop}}(k)} \right] \quad (10)$$

15

De façon plus générale encore, on améliore l'estimation de  $T$  en procédant à un filtrage passe-bas des signaux  $\operatorname{DOT}_{\text{dop}}$  et  $\operatorname{CROSS}_{\text{dop}}$ , soit avec  $A=f(\operatorname{CROSS}_{\text{dop}}(k))$  et  $B=f(\operatorname{DOT}_{\text{dop}}(k))$ , où  $f$  représente la fonction de 20 filtrage :

$$\frac{\pi}{2T} = \frac{1}{N} \operatorname{arctg} \frac{A}{B} \quad (11)$$

On en déduit le double de la période :

$$2T = (\pi N) \frac{1}{\operatorname{arctg} \left( \frac{A}{B} \right)} \quad (12)$$

5        Un générateur 30 recevant 2T délivre les composantes Cc et Cs définies par (8) et (9).

La figure 10 illustre un mode particulier de réalisation du circuit d'estimation. Ce circuit comprend deux amplificateurs 10, 11 de gain  $(1 - \alpha)$ , 10 deux multiplicateurs 12, 13 dont la sortie est rebouclée sur une deuxième entrée par un amplificateur 14, 15 à travers une ligne à retard 16, 17. Le circuit se complète par des moyens pour appliquer la relation (11), à savoir un diviseur 20, un circuit 22 de calcul 15 de l'arctangente, un circuit 24 qui calcule l'inverse de l'arctangente et un amplificateur 26 de gain  $\pi N$  qui délivre la quantité 2T. Un générateur 30 recevant 2T délivre les composantes Cc et Cs définies par (8) et (9).

20        Ayant décrit les moyens d'obtention des deux composantes Cc et Cs du signal de correction, on va décrire maintenant comment on corrige en conséquence les signaux reçus. Cette correction traite les signaux véhiculant les informations transmises et non plus le 25 préambule.

De manière générale, les signaux de corrélation CORR(I) et CORR(Q) des voies en phase et en quadrature peuvent être considérées comme les composantes réelles et imaginaires d'un signal complexe  $\operatorname{CORR}(I) + j\operatorname{CORR}(Q)$ . 30 L'effet Doppler change la phase de ce signal (autrement dit, fait tourner le vecteur le représentant) d'une

quantité  $e^{j(\pi x/2T)}$ . Le signal obtenu est le signal affecté d'effet Doppler. Ses composantes sont  $\text{CORR}_{\text{dop}}(I)$  et  $\text{CORR}_{\text{dop}}(Q)$ . On peut donc écrire :

$$5 \quad \text{CORR}_{\text{dop}}(I) + j\text{CORR}_{\text{dop}}(Q) = [\text{CORR}(I) + j\text{CORR}(Q)] e^{j(\pi x/2T)} \quad (13)$$

Inversement, on peut exprimer les composantes débarrassées de l'effet Doppler par rapport aux composantes entachées d'effet Doppler par :

$$10 \quad \text{CORR}(I) + j\text{CORR}(Q) = [\text{CORR}_{\text{dop}}(I) + j\text{CORR}_{\text{dop}}(Q)] e^{-j(\pi x/2T)} \quad (14)$$

En développant le second membre de cette équation et en identifiant les termes réels et imaginaires, on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{CORR}(I) = \text{CORR}_{\text{dop}}(I) \cdot \cos(\pi x/2T) + \text{CORR}_{\text{dop}}(Q) \cdot \sin(\pi x/2T) \end{array} \right. \quad (15)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{CORR}(Q) = \text{CORR}_{\text{dop}}(Q) \cdot \cos(\pi x/2T) - \text{CORR}_{\text{dop}}(I) \cdot \sin(\pi x/2T) \end{array} \right. \quad (16)$$

On peut établir les mêmes relations avec les 20 signaux I et Q soit :

$$[I + jQ] = [I_{\text{dop}} + jQ_{\text{dop}}] e^{-j(\pi x/2T)} \quad (17)$$

soit :

$$25 \quad \left\{ \begin{array}{l} I = I_{\text{dop}} \cdot \cos(\pi x/2T) + Q_{\text{dop}} \cdot \sin(\pi x/2T) \end{array} \right. \quad (18)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Q = Q_{\text{dop}} \cdot \cos(\pi x/2T) - I_{\text{dop}} \cdot \sin(\pi x/2T) \end{array} \right. \quad (19)$$

Le circuit de correction doit donc comprendre des 30 multiplieurs pour multiplier les signaux à corriger par les deux composantes du signal de correction et des

additionneurs pour faire la somme des produits obtenus. La figure 11 montre un exemple d'un tel circuit. Tel que représenté, il comprend deux multiplieurs 41 et 42 recevant respectivement  $I_{dop}$  ou  $CORR_{dop}(I)$  et  $\cos(\pi x/2T)$  pour le premier et  $Q_{dop}$  ou  $CORR_{dop}(Q)$  et  $\sin(\pi x/2T)$  pour le second, et un additionneur 43 relié aux deux multiplieurs pour délivrer le signal de la première voie corrigé de l'effet Doppler, c'est-à-dire  $I$  ou  $CORR(I)$ . De manière similaire, le circuit comprend encore deux moltiplicateurs 51 et 52 recevant respectivement  $Q_{dop}$  ou  $CORR_{dop}(Q)$  et  $\cos(\pi x/2T)$  pour le premier et  $I_{dop}$  ou  $CORR_{dop}(I)$  et  $\sin(\pi x/2T)$  pour le second et un additionneur 53 avec une entrée inverseuse (autrement dit un soustracteur), l'entrée inverseuse étant reliée au moltiplicateur 52 et l'autre au moltiplicateur 51. Cet additionneur 53 délivre le signal de la seconde voie corrigé de l'effet Doppler, c'est-à-dire  $Q$  ou  $CORR(Q)$ .

Les figures 12A, 12B et 13A, 13B, d'une part, ainsi que 14A, 14B et 15A, 15B, d'autre part, illustrent la correction qui vient d'être décrite.

Sur la figure 12A, tout d'abord, on voit un signal de corrélation de la voie I avant correction et affecté d'un effet Doppler. Sur la figure 12B, cet effet a été corrigé.

Sur les figures 13A et 13B, on voit les mêmes signaux avant et après correction, mais sur la voie Q.

Les figures 14A, 14B et 15A, 15B montrent les mêmes signaux, mais en présence d'un bruit tel que le rapport signal sur bruit est de 5 dB.

L'invention n'est pas limitée au cas où l'on corrige à la fois la voie I et la voie Q. On peut fort

bien corriger l'une ou l'autre de ces voies. Le circuit de correction mettra alors en oeuvre la partie des moyens permettant de calculer les expression (18) ou (19).

5 L'invention, qui vient d'être décrite, s'applique à tout type de récepteur de signaux à étalement de spectre par séquence pseudo-aléatoire. Elle peut s'appliquer, en particulier, aux transmissions dites à accès multiple à répartition par les codes (AMRC) (en 10 anglais CDMA pour « Code Division Multiple Access »). Dans ces transmissions, plusieurs utilisateurs partagent un même canal grâce à des séquences pseudo-aléatoires différentes. Le récepteur comprend alors autant de voies en parallèle que d'utilisateurs.

15 Dans un mode particulier de mise en oeuvre, un tel récepteur AMRC peut comprendre des moyens de suppression parallèle des interférences entre utilisateurs avec des moyens de pondération. Un tel récepteur est décrit dans une demande de brevet 20 français déposée par le présent Demandeur le 24 mars 1998, sous le numéro 98 03586.

La figure 16 illustre schématiquement un tel récepteur. Tel que représenté, il comprend une entrée générale  $E$ , recevant un signal composite  $R(t)$ ,  $K$  voies en parallèle  $V_1, V_2, \dots, V_K$ , où  $K$  est le nombre maximum 25 d'utilisateurs, chaque voie délivrant un signal  $R_1(t), R_2(t), \dots, R_K(t)$  propre à chaque utilisateur, un circuit SPIP de suppression parallèle d'interférences à pondération et  $K$  circuits de décision  $D_1, D_2, \dots, D_K$  30 délivrant les données  $d_1, d_2, \dots, d_K$  propres à chacun des utilisateurs.

La figure 17, enfin, permet de comparer les performances d'un récepteur selon l'invention avec des

récepteurs classiques. Cette figure 17 montre les variations du taux d'erreurs de bits (TEB) en fonction du rapport signal/bruit RSB. La figure 17 se place dans l'hypothèse de  $K = 5$  utilisateurs avec  $N = 63$ . L'effet 5 Doppler a été simulé par un écart par rapport à la porteuse de l'oscillateur local.

La courbe 50 se réfère à un récepteur classique à un étage, sans suppression d'interférences. Les courbes 10 51 et 52 se rapportent à ce même récepteur, mais avec deux effets Doppler différents, le premier avec un écart relatif de  $10^{-6}$  à 2,45 GHz et la seconde avec un écart relatif de  $10^{-5}$ .

La courbe 60 se réfère à un récepteur à suppression parallèle d'interférences à un seul étage 15 de suppression parallèle d'interférences et les courbes 61, 62 au même récepteur, mais avec les écarts de  $10^{-6}$  et  $10^{-5}$ .

La courbe 70 se réfère à un récepteur à deux étages de suppression parallèle d'interférences avec 20 les courbes associées 71, 72 pour les écarts à  $10^{-6}$  et  $10^{-5}$ .

Enfin, la courbe 80 marque la limite théorique de la technique à modulation différentielle de phase (DQPSK).

REVENDICATIONS

1. Procédé de réception de signaux à étalement de spectre avec correction de décalage en fréquence, dans 5 lequel :

- on reçoit un signal comprenant un préambule formé d'une suite de symboles connus étalés en fréquence par une séquence pseudo-aléatoire, puis une suite de symboles d'information étalés en fréquence par ladite séquence pseudo-aléatoire, 10
- on forme un signal en bande de base à partir du signal reçu,
- on effectue une corrélation entre le signal en bande de base et la séquence pseudo-aléatoire au moins dans la partie du signal correspondant aux symboles d'information pour obtenir un signal de corrélation, 15
- on effectue une démodulation du signal de corrélation pour obtenir un signal de démodulation, 20
- on restitue les symboles d'information,

ce procédé étant caractérisé en ce que la correction de décalage en fréquence comprend les étapes suivantes :

- a. dans une première étape, on traite le signal de corrélation ou le signal de démodulation, dans la partie correspondant au préambule, pour estimer la période de la modulation affectant ce signal en raison du décalage en fréquence et on élabore un signal correcteur ayant cette période estimée, 25
- b. dans une seconde étape, on traite le signal de corrélation ou le signal de démodulation, dans la partie correspondant au préambule, pour estimer la période de la modulation affectant ce signal en raison du décalage en fréquence et on élabore un signal correcteur ayant cette période estimée, 30

b. dans une seconde étape, on corrige le signal avant ou après corrélation dans la partie correspondant aux symboles d'information, à l'aide dudit signal correcteur.

5

2. Procédé selon la revendication 1, dans lequel on divise le signal en bande de base en deux composantes, une première composante (I) et une seconde composante (Q) en quadrature avec la première et on 10 effectue la correction de décalage en fréquence sur au moins l'une des composantes.

3. Procédé selon la revendication 2, dans lequel on calcule un signal DOT qui est la somme de deux 15 produits directs d'échantillons successifs des composantes (I) et (Q), et un signal CROSS qui est la différence de deux produits croisés d'échantillons successifs des composantes (I) et (Q).

20 4. Procédé selon la revendication 3, dans lequel, pour estimer la période de la modulation, on calcule le rapport entre un signal CROSS et un signal DOT à chaque période symbole, on calcule l'arc dont la tangente est égale à ce rapport, on calcule l'inverse de cet arc et 25 on multiplie par  $\pi N$ .

5. Procédé selon la revendication 3, dans lequel, pour estimer la période de la modulation, on calcule le rapport entre un premier signal égal à un filtrage 30 passe-bas de signaux CROSS successifs et un second signal égal à un filtrage passe-bas de signaux DOT successifs, on calcule l'arc dont la tangente est égale

à ce rapport, on calcule l'inverse de cet arc et on multiplie par  $\pi N$ .

6. Procédé selon la revendication 4 ou 5, dans lequel, pour former le signal de correction, on forme une première composante ( $C_c$ ) égale à  $\cos(\pi x/2T)$  et une seconde composante ( $C_s$ ) égale à  $\sin(\pi x/2T)$ , où  $x$  est une unité de temps égale à  $kN$ , où  $k$  est un nombre prenant toutes les valeurs entières successives et  $N$  le nombre d'éléments de la séquence pseudo-aléatoire.

7. Procédé selon la revendication 6, dans lequel on corrige les signaux en bande de base de la première et/ou de la seconde voies, soit  $I_{dop}$  et  $Q_{dop}$ , en calculant une première quantité égale :

$$I_{dop} \cdot \cos(\pi x/2T) + Q_{dop} \cdot \sin(\pi x/2T),$$

ce qui donne un signal  $I$  propre à la première voie corrigé du décalage en fréquence et/ou en calculant une seconde quantité égale à :

$$Q_{dop} \cdot \cos(\pi x/2T) - I_{dop} \cdot \sin(\pi x/2T),$$

ce qui donne un signal ( $Q$ ) propre à la seconde voie corrigée du décalage en fréquence.

8. Procédé selon la revendication 6, dans lequel on corrige les signaux de corrélation de la première et/ou de la seconde voies, soit  $CORR_{dop}(I)$  et  $CORR_{dop}(Q)$  en calculant une première quantité égale à :

$$\text{CORR}_{\text{dop}}(I) \cdot \cos(\pi x/2T) + \text{CORR}_{\text{dop}}(Q) \cdot \sin(\pi x/2T),$$

ce qui donne un signal de corrélation  $\text{CORR}(I)$  propre à la première voie corrigé du décalage en fréquence et/ou 5 en calculant une seconde quantité égale à :

$$\text{CORR}_{\text{dop}}(Q) \cdot \cos(\pi x/2T) - \text{CORR}_{\text{dop}}(I) \cdot \sin(\pi x/2T),$$

ce qui donne un signal de corrélation  $\text{CORR}(Q)$  propre à 10 la seconde voie corrigé du décalage en fréquence.

9. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 8, dans lequel le décalage en fréquence est dû à un effet Doppler.

15

10. Récepteur de signaux à étalement de spectre avec correction de décalage en fréquence pour la mise en oeuvre du procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 9, comprenant :

20

- une entrée (E) recevant un signal comprenant un préambule formé d'une suite de symboles connus étalés en fréquence par une séquence pseudo-aléatoire, puis une suite de symboles d'information étalés en fréquence par ladite séquence pseudo-aléatoire,

25

- des moyens pour former un signal en bande de base à partir du signal reçu,

- des moyens ( $F(I)$ ,  $F(Q)$ ) pour effectuer une corrélation entre le signal en bande de base et la séquence pseudo-aléatoire au moins dans la partie correspondante aux symboles

30

d'information pour obtenir un signal de corrélation (CORR(I), CORR(Q)),

- des moyens (DD) pour effectuer une démodulation du signal de corrélation pour obtenir un signal de démodulation (DOT, CROSS),
- des moyens (D) pour restituer les symboles d'information (d) à partir du signal de démodulation (DOT, CROSS),

ce récepteur étant caractérisé en ce qu'il comprend en outre des moyens de correction de décalage en fréquence comprenant :

- a. des premiers moyens (EST<sub>dop</sub>) pour traiter le signal de corrélation ou le signal de démodulation, dans la partie correspondant au préambule, pour estimer la période de la modulation affectant ce signal en raison du décalage en fréquence et pour élaborer un signal correcteur ayant cette période estimée,
- b. des seconds moyens pour corriger le signal avant ou après corrélation dans la partie correspondant aux symboles d'information, à l'aide dudit signal correcteur.

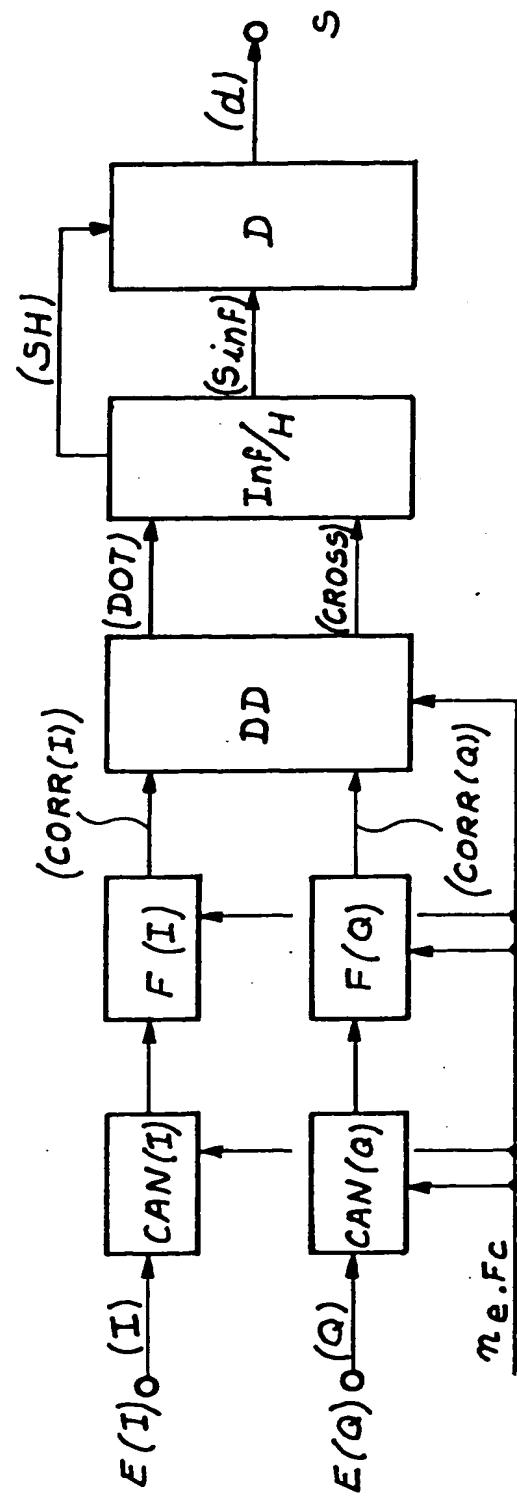
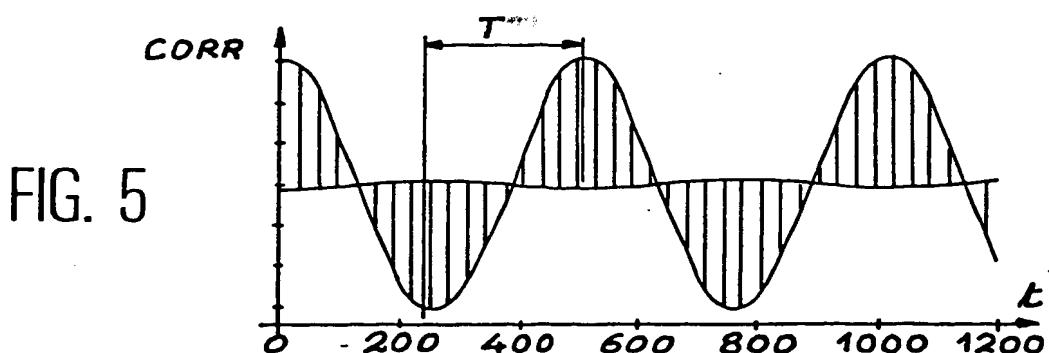
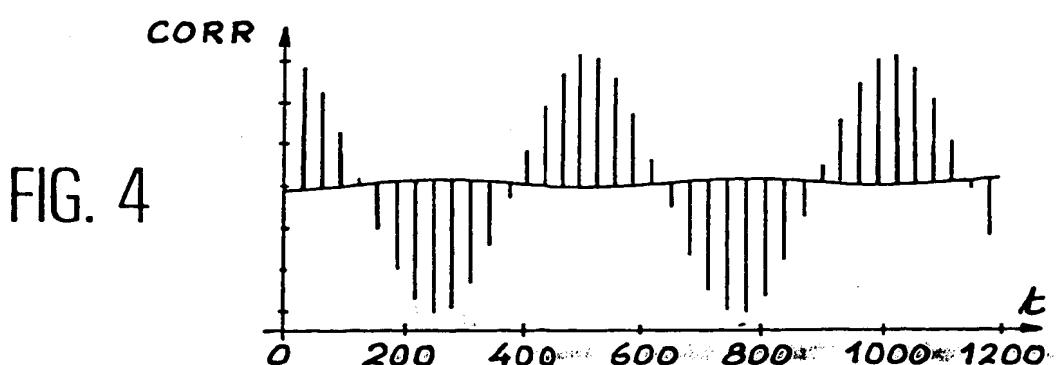
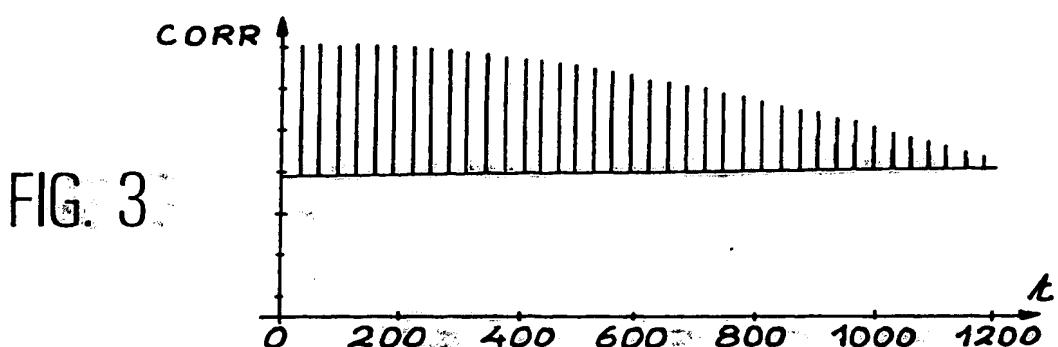
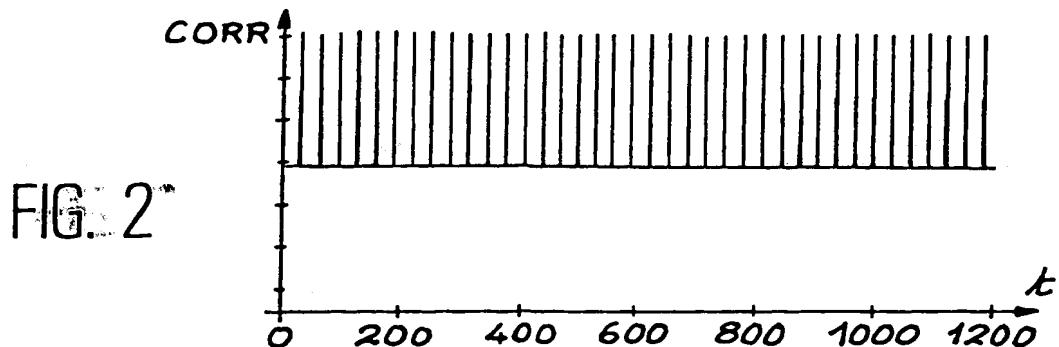


FIG. 1

2/10



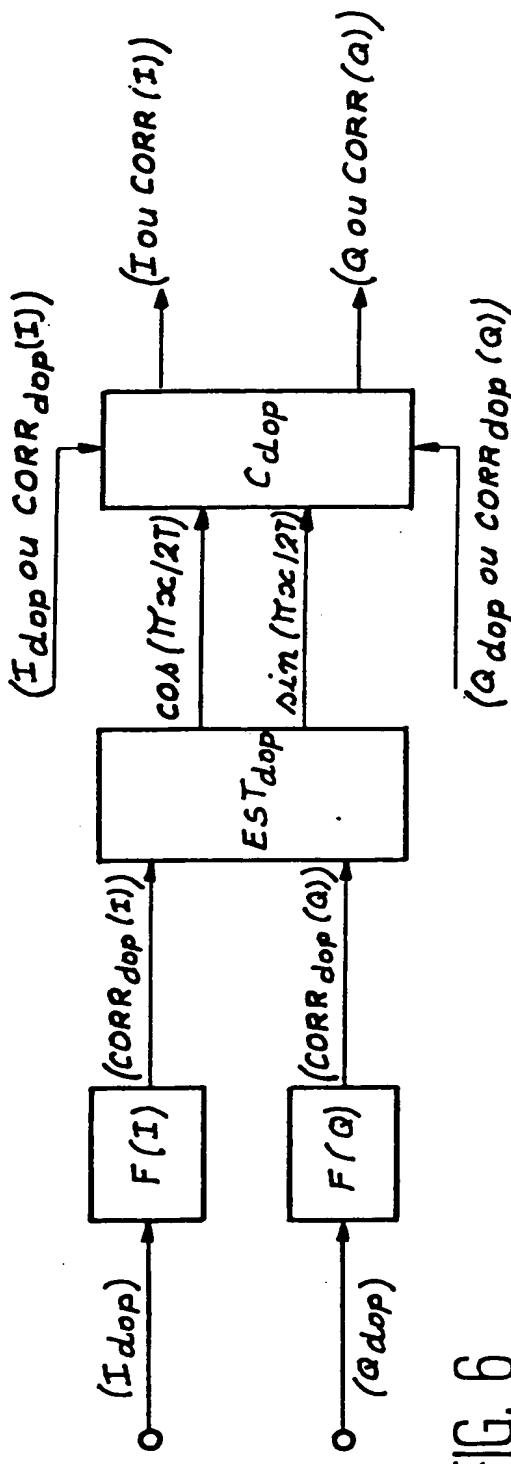


FIG. 6

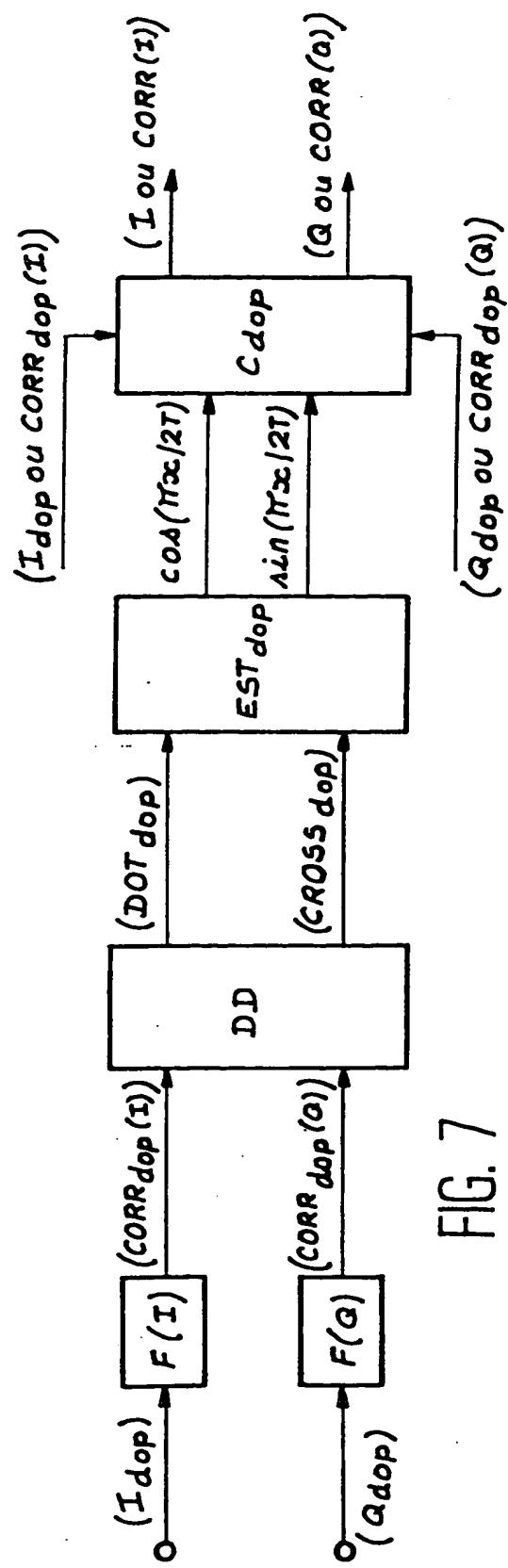


FIG. 7

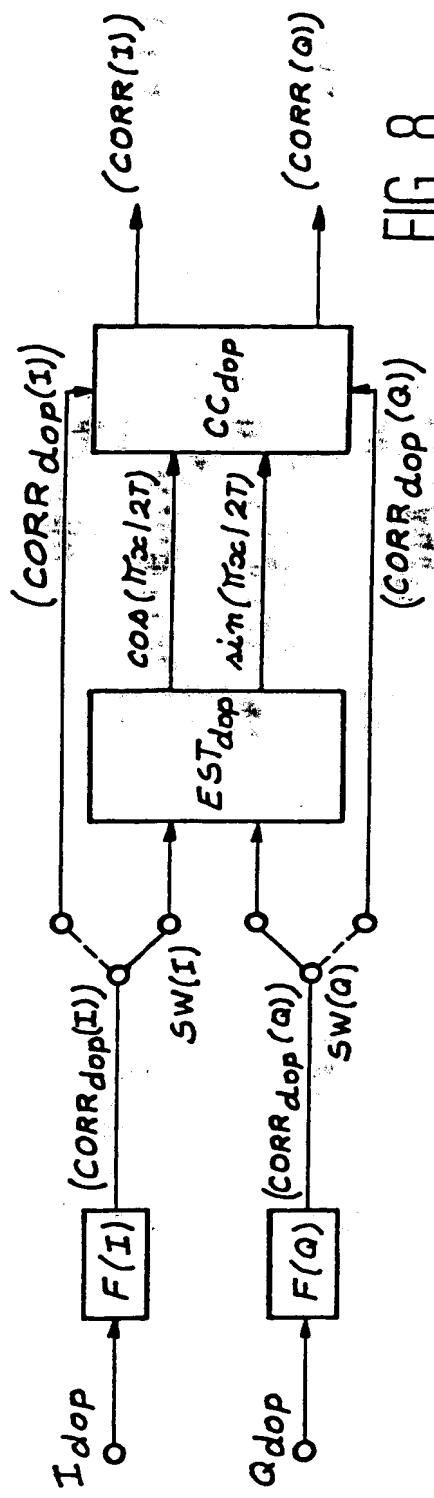


FIG. 8

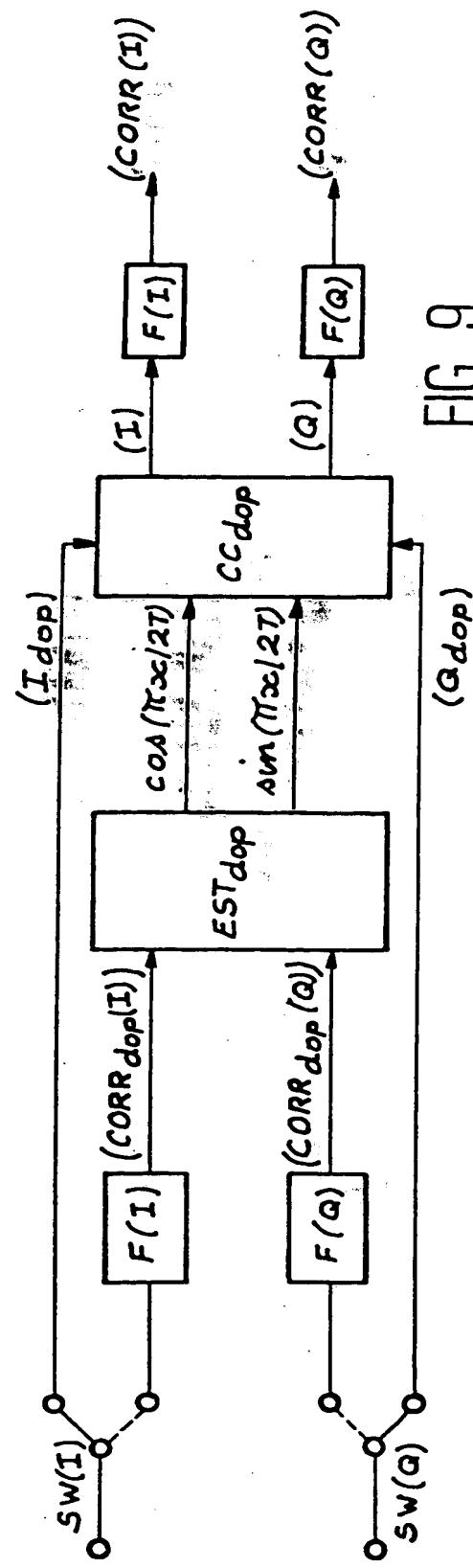
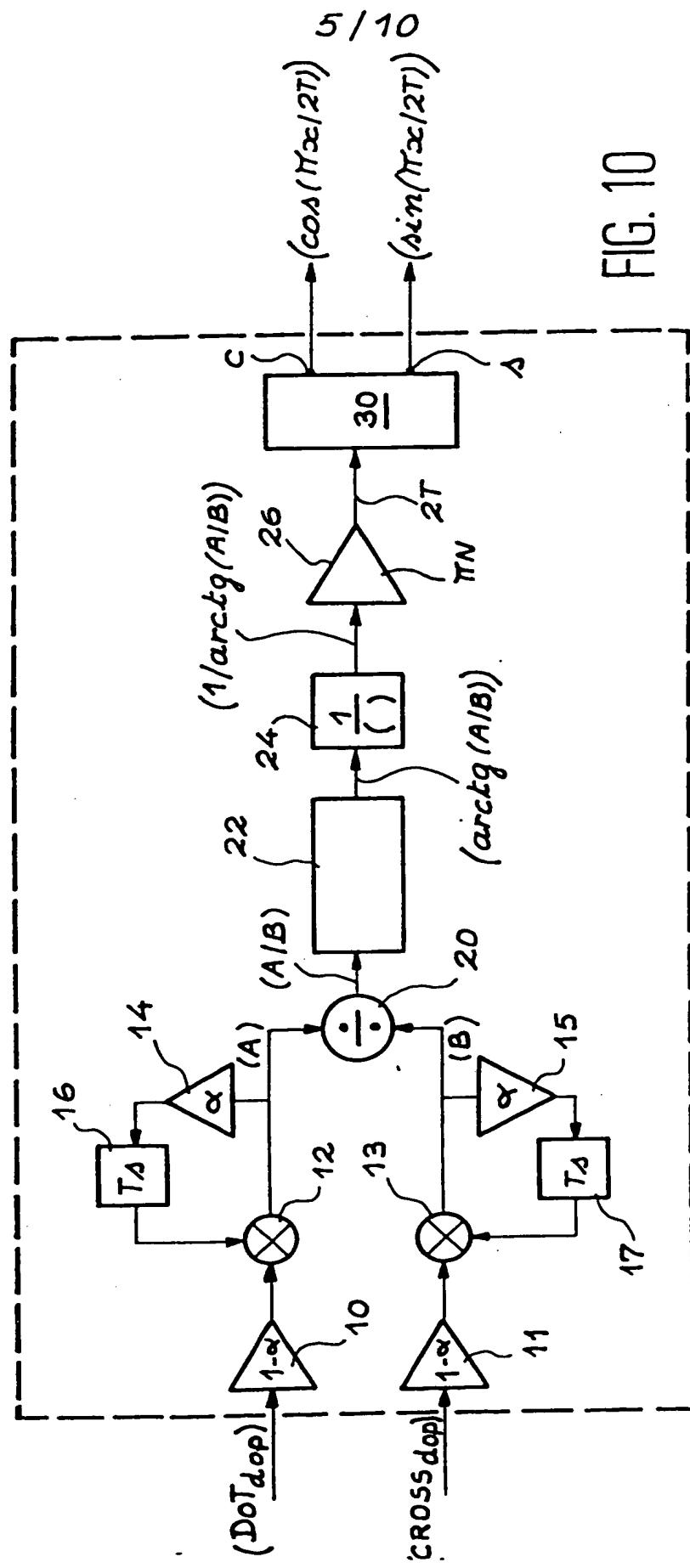


FIG. 9



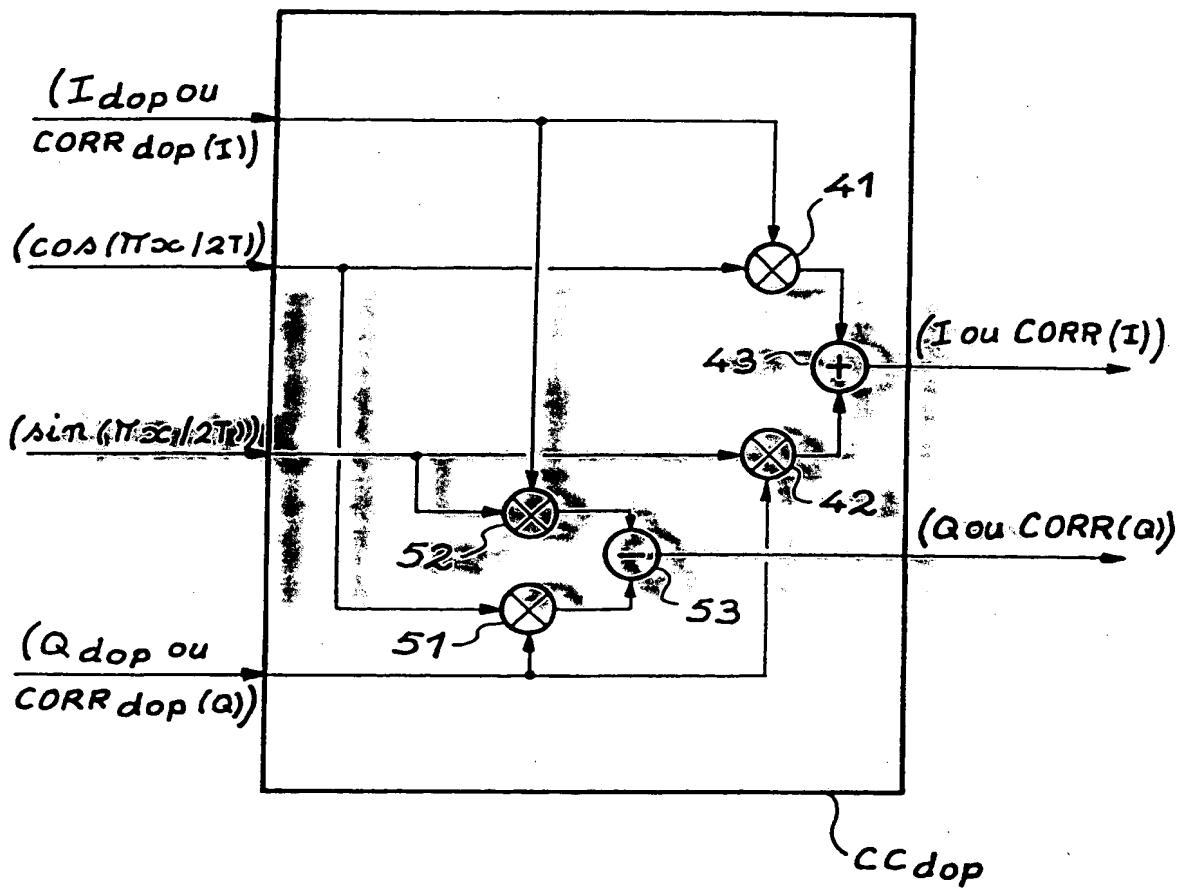
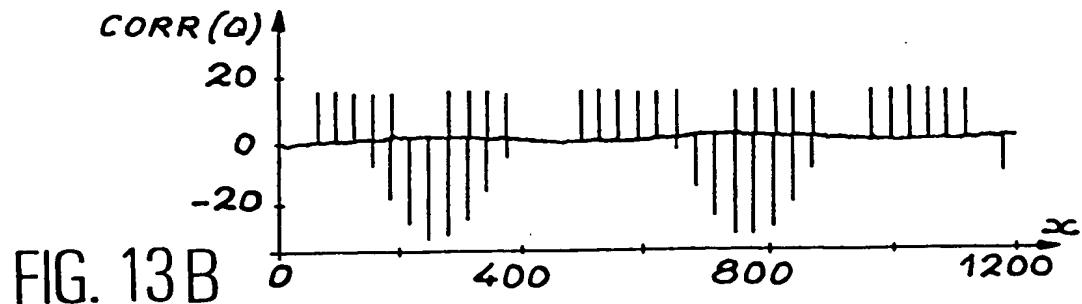
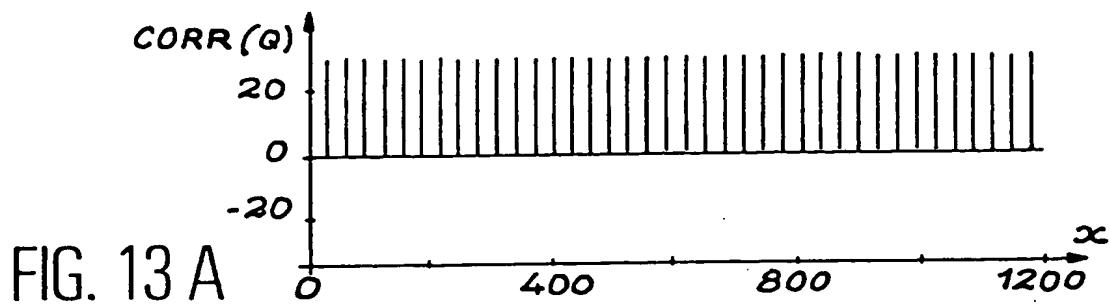
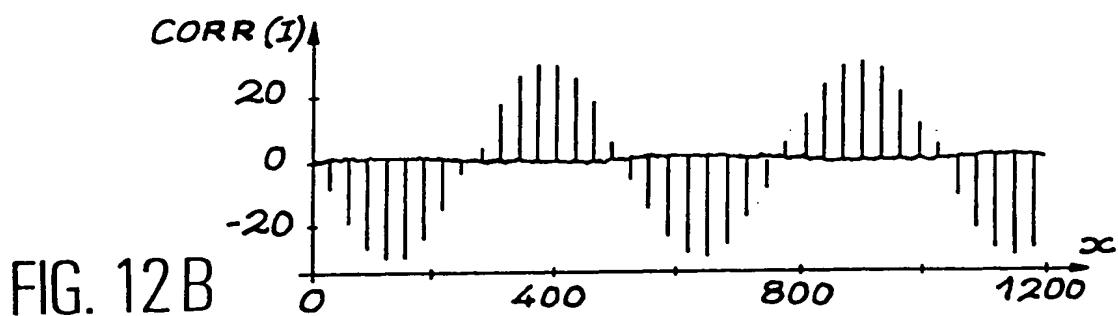
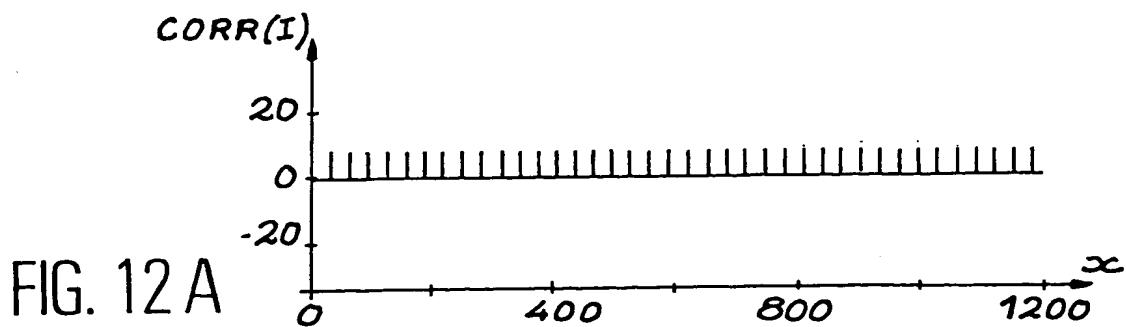
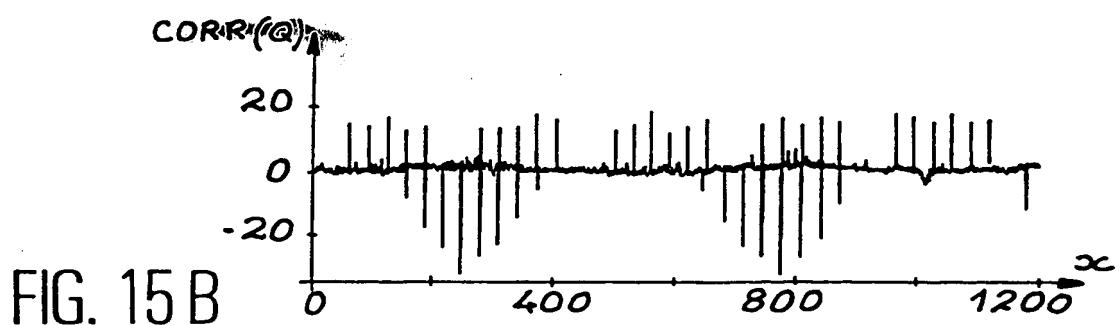
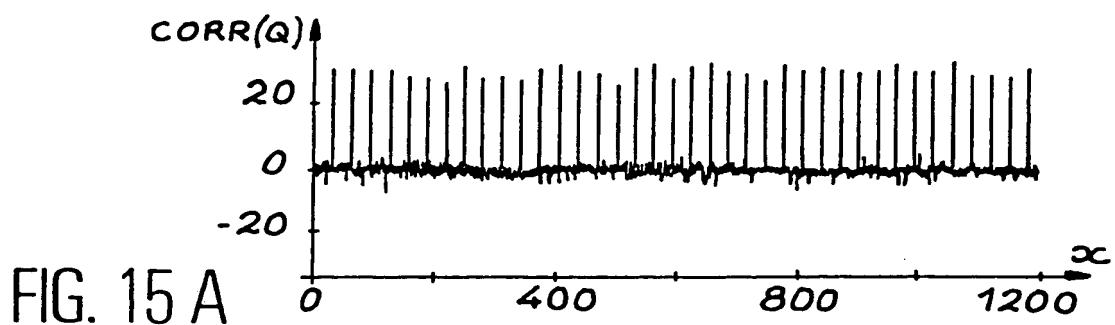
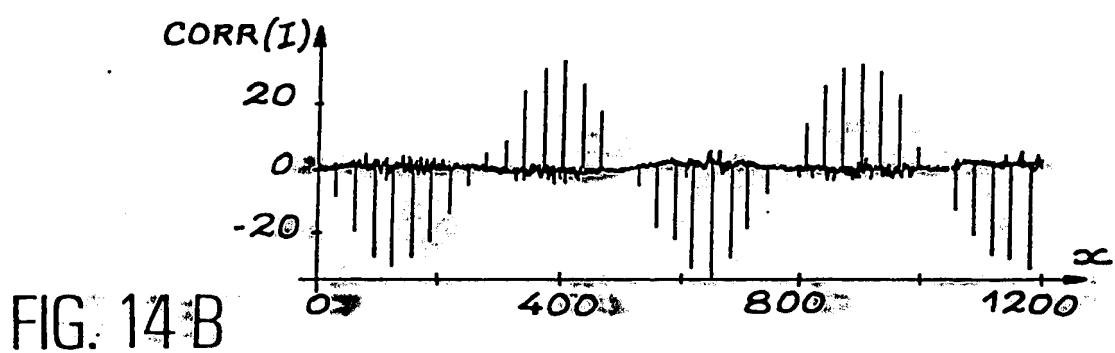
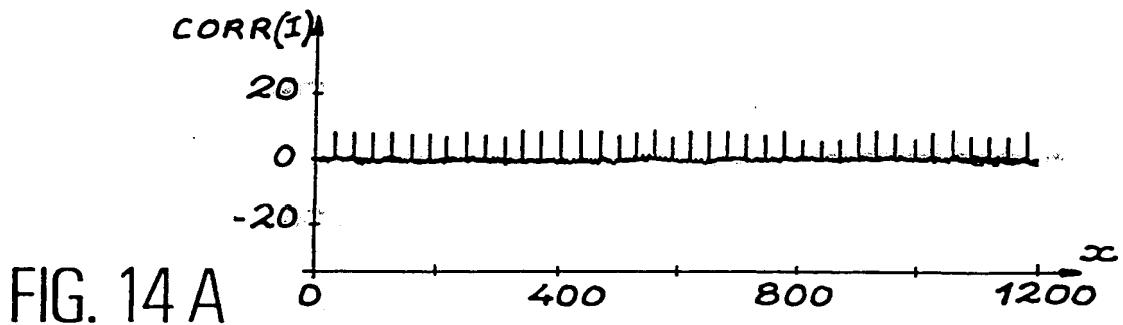


FIG. 11

7 / 10



8 / 10



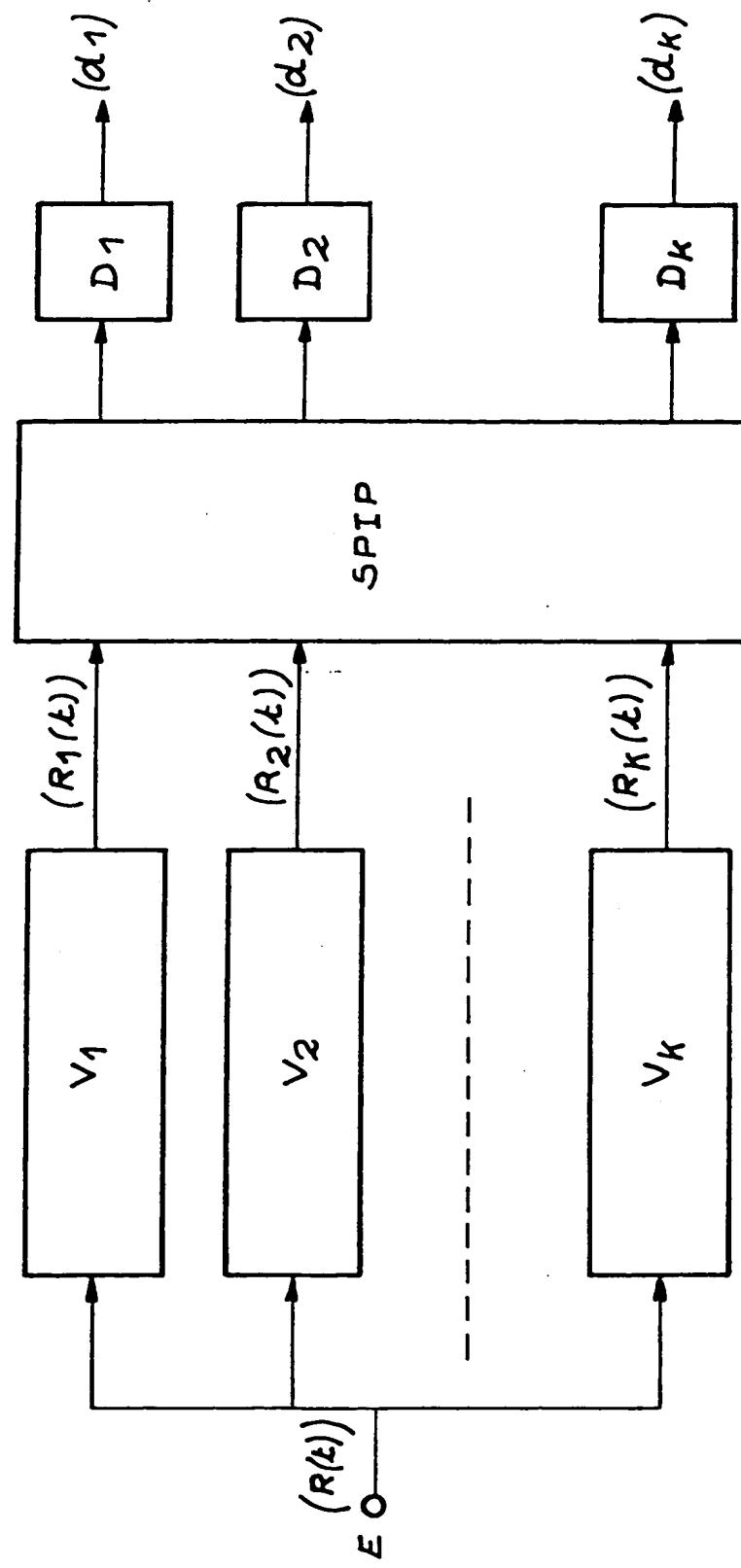


FIG. 16

10 / 10

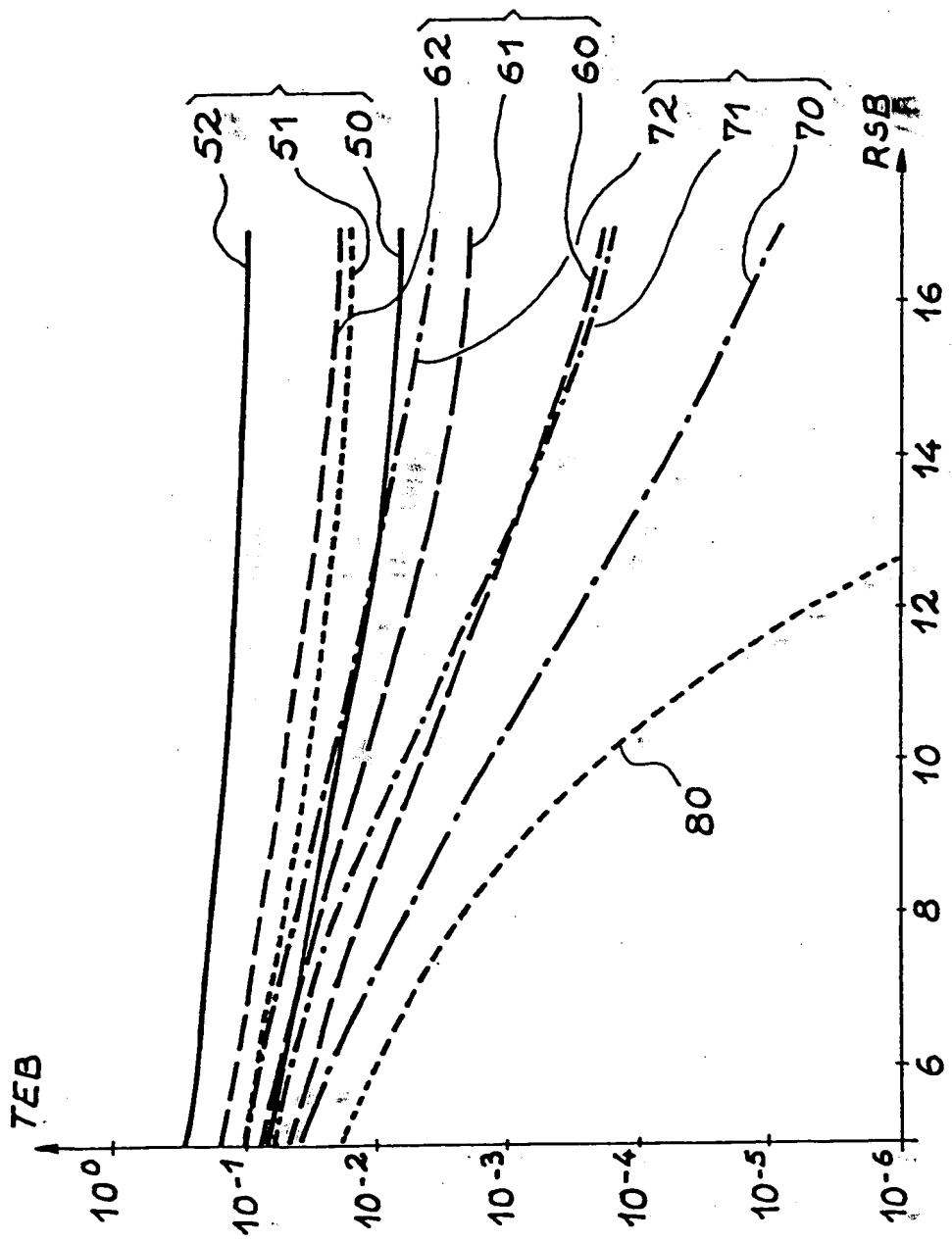


FIG. 17